



Attorney Docket # 4925-165CIP

Patent

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of

Kiran KUCHI et al.

Serial No.: 10/023,924

Filed: December 18, 2001

For: ISI-Robust Slot Formats for Non-Orthogonal
Based Space-Time Block Codes

Examiner:

Group Art:

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service with sufficient postage as first class mail in an envelope addressed to: Assistant Commissioner for Patents, Washington, D.C. 20231, on

August 23, 2002

(Date of Deposit)

Michael C. Stuart

Name of applicant, assignee or Registered Representative

Signature

August 23, 2002

Date of Signature

Assistant Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

RECEIVED

AUG 29 2002

Technology Center 2600

LETTER TRANSMITTING PRIORITY DOCUMENT

In order to complete the claim to priority in the above-identified application under 35 U.S.C. §119, enclosed herewith is a certified copy of each foreign application on which the claim of priority is based: Application No. 20002845, filed on December 22, 2000, in Finland, and Application No. 20011357, filed on June 25, 2001, in Finland, respectively.

Respectfully submitted,
COHEN, PONTANI, LIEBERMAN & PAVANE

By

Michael C. Stuart

Reg. No. 35,698

551 Fifth Avenue, Suite 1210

New York, N.Y. 10176

(212) 687-2770

August 23, 2002

#6
14
9-05-02

PATENTTI- JA REKISTERIHALLITUS
NATIONAL BOARD OF PATENTS AND REGISTRATION

Helsinki 28.6.2002



ETUOIKEUSTODISTUS
PRIORITY DOCUMENT

RECEIVED

AUG 29 2002

Technology Center 2600



Hakija
Applicant

Nokia Corporation
Helsinki

Patenttihakemus nro
Patent application no

20011357

Tekemispäivä
Filing date

25.06.2001

Kansainvälinen luokka
International class

H04B

Keksinnön nimitys
Title of invention

"Lähetysmenetelmä"

Täten todistetaan, että oheiset asiakirjat ovat tarkkoja jäljennöksiä Patentti- ja rekisterihallitukselle alkuaan annetuista selityksestä, patenttivaatimuksista, tiivistelmästä ja piirustuksista.

This is to certify that the annexed documents are true copies of the description, claims, abstract and drawings originally filed with the Finnish Patent Office.

Eija Solja
Eija Solja
Apulaistarkastaja

**CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT**

Maksu 50 €
Fee 50 EUR

Maksu perustuu kauppa- ja teollisuusministeriön antamaan asetukseen 1027/2001 Patentti- ja rekisterihallituksen maksullisista suoritteista muutoksineen.

The fee is based on the Decree with amendments of the Ministry of Trade and Industry No. 1027/2001 concerning the chargeable services of the National Board of Patents and Registration of Finland.

Osoite: Arkadiankatu 6 A
P.O. Box 1160

Puhelin: 09 6939 500
Telephone: + 358 9 6939 500

Telefax: 09 6939 5328
Telefax: + 358 9 6939 5328

Lähetysmenetelmä

Keksinnön ala

Keksinnön kohteena on lähetysmenetelmä radiojärjestelmässä. Erityisesti keksintö kohdistuu lähetysmenetelmään, jossa käytetään useampaa
5 kuin yhtä antennia sekä lähettimessä että vastaanottimessa ja jossa käytetään lähetysdiversiteettiä.

Keksinnön tausta

Tietoliikenneyhteyksissä signaalien välittämiseen käytetty siirtotie aiheuttaa tunnetusti häiriöitä tietoliikenteelle. Tätä tapahtuu riippumatta
10 siirtotien fyysisestä muodosta, olipa siirtotie esimerkiksi radioyhteys, valokuitu tai kuparikaapeli. Erityisesti radiotietoliikenteessä esiintyy usein tilanteita joissa siirtotien laatu vaihtelee yhteyskerrasta toiseen ja myös yhteyden aikana.

Radiotien häipymisilmiöt ovat eräs tyypillinen ilmiö, joka aiheuttaa muutoksia siirtokanavassa. Myös muut samanaikaiset yhteydet saattavat
15 aiheuttaa häiriöitä ja nämä voivat vaihdella ajan ja paikan funktiona.

Eräs ratkaisu ongelmaan on diversiteetin käyttö lähettimessä. Aikadiversiteetissä käytetään lomittelua ja koodausta, jolla aikaansaadaan ajallista diversiteettiä lähetettävään signaaliin. Tällä on kuitenkin se haittapuoli, että lähetykseen tulee viiveitä, varsinkin kun kanava on hitaasti häipyvä.
20 Taajuusdiversiteetissä puolestaan signaali lähetetään usealla taajuudella samanaikaisesti. Tämä on kuitenkin tehoton menetelmä silloin kun kanavan koherenssikaistanleveys on suuri.

Antennidiversiteetissä käytetään useampaa kuin yhtä antennia signaalin lähetyksessä ja/tai vastaanotossa. Tällöin eri kanavien läpi monitie-
25 edenneet signaalikomponentit eivät todennäköisesti tule samanaikaisen häipymän häiritsemiksi. Vastaanottodiversiteetissä kahta tai useampaa sijainniltaan tai polarisoinniltaan poikkeavaa antennia käytetään lähetetyn signaalin vastaanottoon. Eräs haittapuoli vastaanottodiversiteetissä on se, että kahden antennin käyttö on vaikea toteuttaa päätelaitteessa, jossa pyritään pieneen ko-
30 koon. Lähetysdiversiteetissä lähetetään sama signaali vastaanottimelle kahta tai useampaa eri antennia käyttäen. Lähetysdiversiteettiä on helpompi soveltaa matkapuhelinjärjestelmissä laskevalla siirtotiellä kuin vastaanottodiversiteettiä, koska on helpompaa varustaa tukiasema useammalla antennilla kuin päätelaite.

Eräs toinen tapa käyttää useita antennoja on ns. MIMO-menetelmä (multiple input, multiple output). MIMO:a on kuvattu tarkemmin julkaisussa G. J. Foschini, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When using Multi-Element Antennas", Bell Labs Technical Journal, Autumn 1996, joka otetaan tähän viitteeksi. MIMO:lla voidaan saavuttaa hyvä suorituskky, mutta tämä edellyttää sitä, että eri antennien kautta lähetetyt ja vastaanotetut signaalit kulkevat erilaisen kanavan kautta. Kanavien tulee siis olla melko korreloimattomia keskenään.

Tietoliikenneyhteisissä pyritään paitsi siirtämään signaali mahdollisimman virheettömästi myös siirtämään mahdollisimman tehokkaasti informaatiota. Tehokkuus tarkoittaa tässä sitä, että siirtokanavan kapasiteetti pyritään käyttämään mahdollisimman tehokkaasti hyväksi tiedonsiirrossa. Varsinkin solukkoradiojärjestelmien suunnittelussa saavutettavat siirtonopeudet ovat kiinnostuksen kohteena.

Perinteisesti diversiteetin käyttö ja siirtonopeuden kasvattaminen ovat olleet toisensa poissulkevia vaihtoehtoja.

Keksinnön lyhyt selostus

Keksinnön tavoitteena on toteuttaa menetelmä ja menetelmän toteuttava laitteisto, jossa käytetään lähetysdiversiteettiä siten, että saavutetaan hyvä siirtonopeus ja häiriökestävyys.

Tämä saavutetaan lähetysmenetelmällä, jossa lähetetään kompleksista modulaatiosymboleista koostuvia kanavasymboleja kahden lähetysantennikuvion kautta käyttämällä ortogonaalisesti jaettuja kanavaresursseja. Keksinnön mukaisessa menetelmässä vähintään yhden kanavaresurssiyksikön aikana vähintään yhdellä antennikuviolla lähetettävä kanavasymboli on lineaarinen kombinaatio vähintään kolmesta modulaatiosymbolista ja yli T kompleksista modulaatiosymbolia lähetetään T :n symboliperiodin aikana, jossa T on ainakin 2.

Keksinnön kohteena on myös lähetysmenetelmä, jossa lähetetään kompleksista modulaatiosymboleista koostuvia kanavasymboleja ainakin kolmen lähetysantennikuvion kautta käyttämällä ortogonaalisesti jaettuja kanavaresursseja. Keksinnön mukaisessa menetelmässä vähintään yhden kanavaresurssiyksikön aikana vähintään yhdellä antennikuviolla lähetettävä symboli on lineaarinen kombinaatio useammasta kuin T :stä modulaatiosymbolista, jossa T on ainakin 2, ja ainakin $2T$ kompleksista modulaatiosymbolia lähe-

tetään T :n kanavaresurssiyksikön aikana useamman kuin kahden lähetyssantennikuvion kautta.

Keksinnön kohteena on myös lähetin, joka käsittää antennivälineet kahden lähetyssantennikuvion aikaansaamiseksi signaalin lähetystä varten, välineet vastaanottaa sisääntuloonsa kompleksisia kanavasymboleita, välineet koodata kompleksiset kanavasymbolit käyttämällä ortogonaalisesti jaettuja kanavaresursseja kanavasymboleiksi siten, että vähintään yhden kanavaresurssiyksikön aikana vähintään yhdellä antennikuviolla lähetettävä kanavasymboli on lineaarinen kombinaatio vähintään kolmesta modulaatiosymbolista, ja välineet lähettää yli T kompleksista modulaatiosymbolia T :n kanavaresurssiyksikön aikana, jossa T on ainakin 2.

Keksinnön kohteena on myös lähetin, joka käsittää antennivälineet ainakin kolmen lähetyssantennikuvion aikaansaamiseksi signaalin lähetystä varten, välineet vastaanottaa sisääntuloonsa kompleksisia kanavasymboleita, välineet koodata kompleksiset kanavasymbolit käyttämällä ortogonaalisesti jaettuja kanavaresursseja kanavasymboleiksi siten, että vähintään yhden kanavaresurssiyksikön aikana vähintään yhdellä antennikuviolla lähetettävä symboli on lineaarinen kombinaatio useammasta kuin T :stä modulaatiosymbolista, jossa T on ainakin 2, ja välineet lähettää ainakin $2T$ kompleksista modulaatiosymbolia T :n kanavaresurssiyksikön aikana useamman kuin kahden lähetyssantennikuvion kautta.

Keksinnön edullisia suoritusmuotoja on kuvattu epäitsenäisissä patenttivaatimuksissa.

Keksinnössä hyödynnetään diversiteettimuunnoksia MIMO-lähetysyhteydessä. Käyttämällä diversiteettimuunnoksia päällekkäisillä diversiteettikanavilla ei-singulaarisen korrelaatiomatriisin kera saavutetaan yhtä suuria siirtonopeuksia kuin aiemmissa MIMO-menetelmissä mutta parantuneella suorituskyvillä häiriöiden suhteen.

Keksinnön edullisten toteutusmuotojen mukaisissa ratkaisuissa kukin siirrettävä symboli lähetetään useamman kuin yhden antennin kautta määrättyä lähetyssdiversiteettiä käyttäen lähetyssekvensseinä. Lähetyssekvenssit lähetetään samanaikaisesti korkeintaan osittain ortogonaalisesti. Osittain päällekkäin osuvat lähetyssekvenssit voidaan lisätä toisiinsa siten, että vastaanotettaessa sovitettujen suodattimien korrelaatiomatriisille saadaan täysi aste ja sovitettujen suodattimien ulostulomatriisin determinantti saadaan maksimoitua.

Keksinnön edullisten toteutusmuotojen mukaisissa ratkaisuissa korvataan ainakin osa symbolijonoista kompleksista diversiteettimuunnosta käyttäen supersymbolijonoilla, jotka kestävät häipymistä ja häiriöitä siirtotiellä.

- 5 Lähetytdiversiteetti saadaan edullisesti aikaan käyttämällä tila-aika-lohkokoodausta (space-time block coding).

Keksintöä voidaan edullisesti hyödyntää esimerkiksi radiojärjestelmissä kahden lähetyinvastaanottimen kuten tukiaseman ja päätelaitteen välillä. Radiojärjestelmä voi olla esimerkiksi WCDMA -järjestelmä.

Kuvioiden lyhyt selostus

- 10 Keksintöä selostetaan nyt lähemmin edullisten suoritusmuotojen yhteydessä, viitaten oheisiin piirroksiin, joissa

kuvio 1 havainnollistaa esimerkkinä käytettävän tietoliikennejärjestelmän rakennetta,

- 15 kuvio 2 havainnollistaa tarkemmin esimerkkinä käytettävän matkapuhelinjärjestelmän rakennetta ja

kuvio 3 esittää keksinnön erään edullisen toteutusmuodon mukaista lähetintä ja lähettimen lähettämän signaalin vastaanottoon soveltuvaa vastaanotinta.

- 20 **Edullisten toteutusmuotojen selostus**

Viitaten kuvioon 1 selostetaan esimerkinomaisesti UMTS-matkapuhelinjärjestelmän rakennetta, jota tässä käytetään esimerkkinä järjestelmästä, jossa keksinnön edullisia toteutusmuotoja voidaan soveltaa.

- 25 Matkapuhelinjärjestelmän pääosat ovat ydinverkko (core network) CN, matkapuhelinjärjestelmän maanpäällinen radioliittymäverkko UTRAN (UMTS terrestrial radio access network) ja tilaajapäätelaite UE (user equipment). Ydinverkon CN ja radioliittymäverkon UTRAN välinen rajapinta on nimeltään Iu, ja UTRAN:in ja UE:n välinen ilmarajapinta on nimeltään Uu.

- 30 Tilajapäätelaite UE koostuu kahdesta osasta: Matkapuhelin ME (Mobile Equipment) käsittää radioterminaalin, jota käytetään muodostamaan radioyhteys rajapinnan Uu yli. UMTS tilaajamoduli USIM (UMTS Subscriber Identity Module) on tilaajan henkilöllisyydestä tietoa käsittävä älykortti, joka tyypillisesti suorittaa tunnistusalgoritmeja, tallentaa salausparametreja ja tilaajatietoja.

UTRAN muodostuu radioverkkoalijärjestelmistä RNS (radio network subsystem). RNS muodostuu radioverkkokontrollerista RNC (radio network controller) ja yhdestä tai useammasta B-solmusta (node B). B-solmu tarkoittaa käytännössä tukiasemaa. Radioverkkokontrolleri RNC hallinnoi radioresursseja siihen kytketyillä tukiasemilla.

Ydinverkko CN koostuu useasta osasta. Kotirekisteri HLR (Home Location Register) on tietokanta tilaajan kotijärjestelmässä, joka ylläpitää käyttäjän palveluprofiilia. Kotirekisteri ylläpitää myös tietoa käyttäjän sijainnista MSC:n tarkkuudella. Matkapuhelinkeskus MSC/VLR (Mobile Services Switching Centre / Visitor Location Register) on kytkin (MSC) ja tietokanta (VLR) joka palvelee tilaajapäätelaitetta piirikytkentäisten (CS, Circuit Switched) palvelujen osalta. MSC kytkee piirikytkentäiset palvelut ja VLR ylläpitää tietoa käyttäjäprofiilista ja sijainnista. Porttimatkapuhelinkeskus Gateway MSC (GMSC) on puolestaan kytkin, joka yhdistää UMTS:n ulkopuolisiin palveluihin tai verkkoihin. Kaikki piirikytkentäiset yhteydet menevät GMSC:n kautta. SGSN (Serving GPRS (General Packet Radio Service) Support Node) osan toiminnallisuus vastaa MSC/VLR:n toiminnallisuutta, mutta sen kautta kulkee pakettikytketyt (PS, Packet Switched) yhteydet. Vastaavasti GGSN (Gateway GPRS Support Node) vastaa toiminnallisesti GMSC:tä, mutta pakettikytkettyjen yhteyksien osalta. Ulkopuoliset verkot voidaan jakaa kahteen tyyppiin: piirikytkettyihin verkkoihin, joita ovat esimerkiksi olemassa olevat puhelinverkot, sekä pakettikytkentäisiin verkkoihin, kuten esimerkiksi Internet.

UMTS käsittää useita määriteltyjä rajapintoja. Cu rajapinta on älykortin USIM ja matkapuhelimen ME välillä. Uu rajapinta on radiorajapinta päätelaitteen ja tukiaseman välillä. Ydinverkon CN ja radioliittymäverkon UTRAN välinen rajapinta on lu. Radioverkkoalijärjestelmien RNS välinen rajapinta on nimeltään lur. Tämä mahdollistaa pehmeiden kanavanvaihtojen suorittamisen eri valmistajilta peräisin olevien radioverkkokontrollerien välillä. Radioverkkokontrollerin RNC ja tukiaseman B välinen rajapinta on nimeltään lub.

Kuviossa 1 esitetty kuvaus on melko yleisellä tasolla, joten sitä selvennetään kuviossa 2 esitetyllä tarkemmalla esimerkillä solukkoradiojärjestelmästä. Kuvio 2 sisältää vain oleelliset lohkot, mutta alan ammattimiehelle on selvää, että tavanomaiseen solukkoradioverkkoon sisältyy lisäksi muitakin toimintoja ja rakenteita, joiden tarkempi selittäminen ei

tässä ole tarpeen. Huomattakoon myös, että kuviossa 2 on esitetty vain eräs esimerkkirakenne. Keksinnön mukaisissa järjestelmissä saattavat yksityiskohdat poiketa kuviossa 2 esitetyistä, mutta keksinnön kannalta näillä eroilla ei ole merkitystä.

- 5 Solukkoradioverkko käsittää siis tyypillisesti kiinteän verkon infrastruktuurin eli verkko-osan 200, ja tilaajapäätelaitteita 202, jotka voivat olla kiinteästi sijoitettuja, ajoneuvoon sijoitettuja tai kannettavia mukanaapidettäviä päätelaitteita. Verkko-osassa 200 on tukiasemia 204. Tukiasema vastaa edellisen kuvion B-solmua. Useita tukiasemia 204 keskitetysti puolestaan
10 ohjaa niihin yhteydessä oleva radioverkkokontrolleri 206. Tukiasemassa 204 on lähetinvastaanottimia 208 ja multiplekseriyksikkö 212.

- Tukiasemassa 204 on edelleen ohjausyksikkö 210, joka ohjaa lähetinvastaanottimien 208 ja multiplekserin 212 toimintaa. Multiplekserillä 212 sijoitetaan useiden lähetinvastaanottimien 208 käyttämät liikenne- ja
15 ohjauskanavat yhdelle siirtoyhteydelle 214. Siirtoyhteys 214 muodostaa rajapinnan lub.

- Tukiaseman 204 lähetinvastaanottimista 208 on yhteys antenniysikköön 218, jolla toteutetaan kaksisuuntainen radioyhteys 216 tilaajapäätelaitteeseen 202. Kaksisuuntaisessa radioyhteydessä 216
20 siirrettävien kehysten rakenne on järjestelmäkohtaisesti määriteltä, ja sitä kutsutaan ilmarajapinnaksi Uu. Keksinnön edullisissa toteutusmuodoissa lähetetään ainakin osa signaalista käyttäen kolmea tai useampaa lähetysantennia tai usean lähetysantennin avulla aikaansaatuja kolmea tai useampaa keilaa.

- 25 Radioverkkokontrolleri 206 käsittää ryhmäkytkentäkentän 220 ja ohjausyksikön 222. Ryhmäkytkentäkenttää 220 käytetään puheen ja datan kytkentään sekä yhdistämään signaalointipiirejä. Tukiaseman 204 ja radioverkkokontrollerin 206 muodostamaan radioverkkoalijärjestelmään 232 kuuluu lisäksi transkooderi 224. Transkooderi 224 sijaitsee yleensä
30 mahdollisimman lähellä matkapuhelinkeskusta 228, koska puhe voidaan tällöin siirtokapasiteettia säästäten siirtää solukkoradioverkon muodossa transkooderin 224 ja radioverkkokontrollerin 206 välillä.

- Transkooderi 224 muuntaa yleisen puhelinverkon ja radiopuhelinverkon välillä käytettävät erilaiset puheen digitaaliset
35 koodausmuodot toisilleen sopiviksi, esimerkiksi kiinteän verkon muodosta solukkoradioverkon johonkin muuhun muotoon ja päinvastoin. Ohjausyksikkö

222 suorittaa puhelunohjausta, liikkuvuuden hallintaa, tilastotietojen keräystä ja signalointia.

Kuten kuviosta 2 nähdään, niin ryhmäkytkentäkentällä 220 voidaan suorittaa kytkentöjä sekä yleiseen puhelinverkkoon (PSTN = Public Switched Telephone Network) 236 matkapuhelinkeskuksen 228 ja porttimatkapuhelinkeskuksen 230 välityksellä että pakettisiirtoverkkoon 242.

Pakettisiirtoverkon 242 ja ryhmäkytkentäkentän 220 välisen yhteyden luo tukisolmu 240 (SGSN = Serving GPRS Support Node). Tukisolmun 240 tehtävänä on siirtää paketteja tukiasemajärjestelmän ja porttisolmun (GGSN = Gateway GPRS Support Node) 244 välillä, ja pitää kirjaa tilaajapäätelaitteen 202 sijainnista alueellaan.

Porttisolmu 244 yhdistää julkisen pakettisiirtoverkon 246 ja pakettisiirtoverkon 242. Rajapinnassa voidaan käyttää internet-protokollaa tai X.25-protokollaa. Porttisolmu 244 kätkee kapseloimalla pakettisiirtoverkon 242 sisäisen rakenteen julkiselta pakettisiirtoverkolta 246, joten pakettisiirtoverkko 242 näyttää julkisen pakettisiirtoverkon 246 kannalta aliverkolta, jossa olevalle tilaajapäätelaitteelle 202 julkinen pakettisiirtoverkko voi osoittaa paketteja ja jolta voi vastaanottaa paketteja.

Pakettisiirtoverkko 242 on tyypillisesti yksityinen internet-protokollaa käyttävä verkko, joka kuljettaa signalointia ja tunneloitua käyttäjän dataa. Verkon 242 rakenne voi vaihdella operaattorikohtaisesti sekä arkkitehtuuriltaan että protokolliltaan internet-protokollakerroksen alapuolella. Julkinen pakettisiirtoverkko 246 voi olla esimerkiksi maailmanlaajuinen Internet.

Tarkastellaan keksinnön erästä edullista toteutusmuotoa, jossa käytetään kahta lähetysantennia, kahta vastaanottoantennia ja kaksinkertaista symbolinopeutta verrattuna tilanteeseen, jossa käytettäisiin vain yhtä antennia.

Keksinnön edullisten toteutusmuotojen mukaisissa ratkaisuissa nostetaan siirtonopeutta lähettämällä enemmän symboleja symbolijaksoa kohti kuin yhden antennin lähetyksessä. Samanaikaisesti lähetykseen lisätään lähetyksdiversiteettiä, siten että kukin symboli lähetetään useamman antennin kautta. Tätä varten lähetys on suunniteltava esimerkiksi useamman symbolijakson, taajuuskaistan, hajotuskoodin tai taajuuskaistan fourier-moodin (esim ortogonaalisen taajuus-jako multipleksauksen (OFDM) yläsävelet) yli. Lähetyksessä käytetään siis ortogonaalisesti jaettuja kanavaresursseja. Jatkossa edullisia toteutusmuotoja kuvataan esimerkinomaisesti käyttämällä lähetystä useamman symbolijakson yli.

Siirrettävät symbolit muodostetaan mahdollisen kanavakoodaajan ja/tai lomittelijan tuottamista biteistä tai symboleista. Kanavakoodi voi olla esimerkiksi konvoluutiokoodi, lohkokoodi, turbo-koodi, matalan tiheyden pariteetintarkistuskoodi, trelliskoodi tms. Jos kanavakoodaajan ja/tai lomittelijan ulos-

5 anti on bittimuotoista, näistä muodostetaan modulaattorissa symboleita tunnetuilla tekniikoilla, esimerkiksi QPSK, M-PSK ($M > 1$), M-QAM ($M > 2$), korkeampiulotteiset pallomodulaatiot, taajuusmodulaatiot, hilamodulaatiot (kaksi- ja korkeampiulotteiset) tai jollakin näiden yhdistelmällä. Modulaattoriyksikkö voidaan yhdistää tässä kuvattavaan lähetyksen menetelmään, jolloin saadaan tila-aika

10 modulaattori.

Kukin siirrettävä symboli lähetetään siis useamman kuin yhden antennin kautta määrättyä lähetyksdiversiteettiä käyttäen lähetysssekvensseinä. Lähetyksdiversiteetti toteutetaan edullisesti käyttäen tila-aikalohkokoodausta (STBC, space-time block coding). Tällöin lähetyksdiversiteetin aste on

15 vähintään kaksi. Oletetaan, että lähetettävät symbolit ryhmitellään kaksi symbolia käsittäviin lohkoihin, s_1 ja s_2 . ST-koodauksen määrittää perusmuodossa 2×2 -matriisi:

$$(s_1, s_2) \Rightarrow \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}.$$

missä $*$ merkitse kompleksikonjugaattia. Tämä matriisi ulottaa koodauksen

20 kahden symboliperiodin ylitse.

Keksinnön mukainen lähetyksdiversiteetti-MIMO lähetyks saadaan aikaan seuraavasti: Lähetysssekvenssit lähetetään samanaikaisesti korkeintaan osittain ortogonaalisesti, siten että siirtonopeus nousee. Koodauksessa aikaansaadaan päällekkäisyyttä eri lähetysssekvensseille. Päällekkäin osuvat

25 lähetysssekvenssit voidaan lisätä toisiinsa siten, että vastaanottimessa sovitettun suodattimen korrelaatiomatriisille saadaan täysi aste ja sovitettun suodattimen ulostulomatriisin determinantti saadaan maksimoitua. Päällekkäisyyden aikaansaamiseksi kaksi sekvenssiä yhdistetään toisiinsa. Yhdistettävien sekvenssien keskinäiseen interferenssiin (ja samalla siirtotien

30 kapasiteettiin) voidaan vaikuttaa lisäämällä yhdistelyyn vaihesiirtymä, jolloin saadaan seuraavankaltainen koodimatriisi:

$$C(s_1, s_2, s_3, s_4) = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_3 & s_4 \\ -s_4^* & s_3^* \end{bmatrix} \quad (1)$$

Vaihesiirto voidaan tulkita siten että symboleiden s_3, s_4 lähetykselle valitaan kanta ST-koodauksen 2×2 matriisiavaruudessa, joka kanta ei ole päällekkäinen symboleiden s_1, s_2 koodauksessa käytetyn kannan kanssa.

Tämän koodimatriisin kukin rivi lähetetään tietyistä lähetysantennista (tai lähetysantennikuvioista) kahden eri symbolijakson aikana, ja kukin sarake lähetetään tietyinä symbolijaksona kahdesta eri lähetysantennista (tai lähetysantennikuvioista). Nämä kaksi symbolijaksoa voivat olla perättäisiä. Edullisessa toteutusmuodossa kahden symbolijakson välinen aika on lyhyempi kuin kanavan korrelaatioaika. Kaksi lähetysantennikuvioita voidaan muodostaa käyttämällä tunnettuja tekniikoita kahdelle tai useammalle lähetysantennille. Näitä ovat mm. vastaanottajan lähettäjälle lähettämä feedback-informaatio (nopea tai hidas), jolla voidaan valita voimakkaimmat keilat ja/tai valita lähetyskeilat (lähetysantennireittien väliset vaihesiirrot) siten että lähetyskanavat interferoivat toisiaan vahvistavasti; muu keilanmuodostus, joka perustuu esimerkiksi tukiaseman tekemiin mittauksiin; useamman kuin yhden lähetysantennin summakanavan satunnaistaminen käyttämällä summakanavassa satunnaisia vaihesiirtoja; ortogonaalinen lähetysdiversiteetti; antennihyppely; viivediversiteetti.

Kun signaali on lähetetty ylläkuvattua koodimatriisia käyttäen, vastaanottimen vastaanottamat symbolit ovat muotoa:

$$r = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{bmatrix} + \text{kohina}.$$

Vastaanotetut symbolit r ovat nyt 2×2 matriisi, joissa kaksi saraketta vastaa kahta vastaanottoantennia ja kaksi riviä vastaa koodin kattamia kahta symboliperiodia. Kanavamatriisi on myös 2×2 matriisi, jossa kaksi saraketta vastaa lähetysantennireittejä kahdesta lähetysantennikuvioista kahteen vastaanottoantennikuvioon. Vastaanotinantennikuviot ovat joko yksinkertaisesti kaksi vastaanottoantennia, tai ne on muodostettu kahdesta tai useammasta vastaanottoantennista tunnetuilla tekniikoilla (esim. keilanmuodostus; interferenssiä vähentävä yhdistely (interference rejection combining)). Tässä on yksinkertaisuuden vuoksi kanavamatriisi esitetty yksitiekanavana. Monitiekanava ja siitä mahdollisesti aiheutuva symbolien välinen interferenssi (intersymbol interference) voidaan käsitellä tunnetuilla tekniikoilla, kuten RAKE-vastaanottimella, prefilterillä ja ekvalisaattorilla.

Yllä esitetyssä lähetysmenetelmässä symbolisekvenssi s_1, s_2 on koodattu ortogonaalisesti, samoin s_3, s_4 . Näiden sekvenssien välillä on epä-

ortogonaalisuutta, joka aiheuttaa näiden sekvenssien välille interferenssiä. Edullisessa toteutusmuodossa lähetysmenetelmän vaihesiirto valitaan siten, että ortogonaalisesti koodattujen symbolisekvenssien s_1, s_2 ja s_3, s_4 välinen interferenssi minimoituu. Lisäksi symbolisekvenssit valitaan siten, että interferenssistä huolimatta symbolit saadaan ilmaistua mahdollisimman virheettömästi.

Tarkastellaan vaihesiirron valintaa. Kuten ST-lohkokoodauksen kanssa on yleistä, sovitettujen suodattimien ulostulot voidaan määrittää ekvivalenttisten kanavamatriisien kompleksikonjugaatin transpoosien ja vastaanotettujen symbolivektorien avulla. Käytettäessä useita vastaanottoantenneja kokonaisarvo sovitettujen suodattimien ulostulolle saadaan yksittäisten antennien sovitettujen suodattimien ulostulojen summana. Tässä yhteydessä, koska vastaanottoantenneja on kaksi, on ekvivalentteja kanavamatriiseja kaksi:

$$H_1 = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{12}^* & -\alpha_{11}^* \end{bmatrix}; H_2 = \begin{bmatrix} \alpha_{21} & \alpha_{22} \\ \alpha_{22}^* & -\alpha_{21}^* \end{bmatrix}.$$

15 Sovitettujen suodattimien ulostulot symboleille s_1 ja s_2 ovat

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} &= H_1^H \begin{bmatrix} r_{11} \\ r_{21} \end{bmatrix} + H_2^H \begin{bmatrix} r_{12} \\ r_{22} \end{bmatrix} \\ &= (p_1 + p_2) \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_1 + p_2 e^{-j\omega} & c(1 - e^{-j\omega}) \\ c^*(1 - e^{-j\omega}) & p_2 + p_1 e^{-j\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} \quad (2) \end{aligned}$$

20 Tässä $p_1 = |\alpha_{11}|^2 + |\alpha_{21}|^2$ on kanavatehojen summa ensimmäisestä lähetysantennista kumpaankin vastaanottoantenniin. Vastaavasti $p_2 = |\alpha_{12}|^2 + |\alpha_{22}|^2$ on toisesta lähetysantennista lähtevät kanavat. Antennien välistä korrelaatiota mittaa $c = \alpha_{11}^* \alpha_{12} + \alpha_{12}^* \alpha_{22}$.

Kun lasketaan sovitettujen suodattimien ulostuloa symboleille s_3, s_4 on vaihesiirto otettava huomioon:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} &= H_1^H \begin{bmatrix} r_{11} \\ e^{j\omega} r_{21}^* \end{bmatrix} + H_2^H \begin{bmatrix} r_{12} \\ e^{j\omega} r_{22}^* \end{bmatrix} \\ &= (p_1 + p_2) \begin{bmatrix} s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_1 + p_2 e^{-j\omega} & c(1 - e^{-j\omega}) \\ c^*(1 - e^{-j\omega}) & p_2 + p_1 e^{-j\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}. \quad (3) \end{aligned}$$

Yhdistämällä yllä esitetyt kaavat (2) ja (3) saadaan kokonaisarvo sovitettujen suodattimien ulostulolle:

$$\mathbf{y} = \mathbf{M}^{\text{SMFC}} \mathbf{p} + \text{kohina},$$

jossa symbolikohtainen sovitetun suodattimen korrelaatiomatriisi on

$$M^{SMFC} = \begin{bmatrix} p_1 + p_2 & 0 & p_1 + p_2 e^{-i\omega} & c(1 - e^{-i\omega}) \\ 0 & p_1 + p_2 & c^*(1 - e^{-i\omega}) & p_2 + p_1 e^{-i\omega} \\ p_1 + p_2 e^{-i\omega} & c(1 - e^{-i\omega}) & p_1 + p_2 & 0 \\ c^*(1 - e^{-i\omega}) & p_2 + p_1 e^{-i\omega} & 0 & p_1 + p_2 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Aiemmin mainittu kaksinkertainen diversiteetti näkyy yllä olevassa matriisissa siinä, että neljän kanavan yhteisteho $p_1 + p_2$ on matriisin diagonaalilla. Symbolisekvenssien s_1 , s_2 ja s_3 , s_4 välinen interferenssi näkyy tässä matriisissa diagonaalin ulkopuolisissa elementeissä.

Yllä olevan matriisin determinantti on

$$\det [M^{SMFC}] = 16 \sin [\omega/2]^4 |\alpha_{12}\alpha_{21} - \alpha_{11}\alpha_{22}|^4. \quad (5)$$

Tämä determinantti mittaa symbolisekvenssien s_1 , s_2 ja s_3 , s_4 välisen interferenssin suhteellista tehoa. Jotta symbolisekvenssit s_1 , s_2 ja s_3 , s_4 saataisiin erotettua toisistaan, sovitettun suodattimen korrelaatiomatriisin on oltava täyttä astetta. Tämä tarkoittaa sitä, että yllä olevan determinantin on oltava erisuuri kuin 0, eli vaihesiirron on oltava

$$\omega \neq 0$$

Lisäksi, jotta symbolisekvenssien keskinäinen interferenssi olisi mahdollisimman vaimeaa, vaihesiirto on valittava siten että determinantti maksimoituu. Tällöin siis

$$\omega = \pi = 180^\circ$$

Tällä valinnalla lähetyksen menetelmän siirtonopeus, ja siihen liittyvä kapasiteetti maksimoituu. Jotta menetelmään liitetystä lähetyksdiversiteetistä saataisiin hyötyä, symbolisekvenssit on valittava tietyllä tavalla.

Tarkastellaan menetelmää, jolla symbolisekvenssit voidaan valita siten, että ne voidaan ilmaista mahdollisimman virheettömästi. Keksinnön edullisten toteutusmuotojen mukaisissa ratkaisuissa symbolijonot korvataan kompleksista diversiteettimuunnosta käyttäen supersymbolijonoilla, jotka kestävät häipymistä ja häiriöitä siirtotiellä, ja jotka vähentävät symbolisekvenssien s_1 , s_2 ja s_3 , s_4 keskinäisen interferenssin vaikutusta näiden symbolisekvenssien ilmaisuun.

Kompleksiset symbolit valitaan modulaatioaakkostosta A , jossa on äärellinen määrä pisteitä. Ilmaisussa tapahtuvaa virhetodennäköisyyttä mittaa ns. etäisyysmatriisi, joka on lähetetyn koodimatriisin $C(s_1, s_2, s_3, s_4)$ ja mahdollisesti virheellisiä symboleja sisältävän ilmaistun koodimatriisin $C_i(s_{1i}, s_{2i}, s_{3i}, s_{4i})$ erotusmatriisin hermiittinen neliö:

$$E = (C - C_i)^H (C - C_i)$$

Jos merkitään lähetettyjen symbolien ja (mahdollisesti virheellisten) ilmaisujen symbolien erotusta

$$e1 = s1 - s1i; e2 = s2 - s2i; e3 = s3 - s3i; e4 = s4 - s4i,$$

etäisyysmatriisi on muotoa

$$E = \begin{bmatrix} a+b & d^* \\ d & a-b \end{bmatrix},$$

missä $a = |e1|^2 + |e2|^2 + |e3|^2 + |e4|^2$ on kaikkien mahdollisten symbolivirheitten yhteenlaskettu euklidinen etäisyys, ja symbolien välisestä interferenssistä johtuva euklidisen etäisyyden muutos johtuu termeistä $b = 2\text{Re}(e1^* e3 - e2^* e4)$, $d = 2(e1^* e4 + e2^* e3)$

Space-time koodin virheenkorjausominaisuudet määrittyvät hyvin pitkälle etäisyysmatriisin ominaisuuksista. Jotta lähetysdiversiteetistä olisi hyötyä, etäisyysmatriisin asteen olisi oltava vähintään kaksi, kaikilla mahdollisilla ilmaisussa tapahtuvilla virheillä e . Lisäksi etäisyysmatriisin determinantti voidaan maksimoida.

Tarkastellaan etäisyysmatriisin astetta muutamassa erikoistapauksessa. Jos oletetaan, että symbolien $s2$ ja $s4$ ilmaisussa ei tapahdu virhettä, interferenssitermi $d = 0$, ja etäisyysmatriisin determinantti on

$$\text{Der}(E) = |e1|^2 - |e3|^2$$

Jotta etäisyysmatriisi olisi astetta kaksi, determinantin on oltava erisuuri kuin 0.

Tämä tarkoittaa sitä, että symbolien $s1$ ja $s3$ ilmaisussa ei saa tapahtua merkkiä vaille täsmälleen samaa virhettä. Toisaalta, jos oletetaan että symbolien $s2$ ja $s4$ ilmaisussa ei tapahdu virhettä, interferenssitermi $b = 0$, ja etäisyysmatriisin determinantti on

$$\text{Der}(E) = (|e1|^2 - |e4|^2)^2$$

Jotta etäisyysmatriisi olisi astetta kaksi, symbolien $s1$ ja $s4$ ilmaisussa ei saa tapahtua sellaista virhettä, että virheillä on täsmälleen sama itseisarvo. Samankaltaisiin tuloksiin päädytään, jos tutkitaan yhdistelmiä joissa $s1$ ja $s3$ ovat virheettömiä, tai $s2$ ja $s4$. Jotta patologiset tapaukset, joissa etäisyysmatriisin aste ei ole kaksi vältetään, saadaan seuraavat vaatimukset:

- symbolien $s1$ ja $s3$ ilmaisussa ei saa tapahtua merkkiä vaille samaa virhettä
- symbolien $s2$ ja $s4$ ilmaisussa ei saa tapahtua merkkiä vaille samaa virhettä
- symbolien $s1$ ja $s4$ ilmaisussa ei saa tapahtua virhettä, jolla on sama itseisarvo

- symbolien s_2 ja s_3 ilmaisussa ei saa tapahtua virhettä, jolla on sama itseisarvo

Nämä ominaisuudet omaava symboliaakkosto A voidaan valita monella tapaa. Voidaan esimerkiksi lähettää symbolisekvenssit s_1, s_2 ja s_3, s_4 eri tehoilla.

- 5 Tällöin niiden ilmaisussa ei koskaan ilmene yllä mainittuja patologisia tapauksia. Voidaan myös valita symbolisekvenssit s_1, s_2 ja s_3, s_4 aakkoston A pistevieraista osajoukoista A_{12} ja A_{34} , siten että osajoukoissa A_{12} ja A_{34} ei ole pisteitä, joilla on sama itseisarvo. Eräs edullinen tapa toteuttaa tämä on kompleksisen diversiteettimuunnoksen käyttäminen.

- 10 Tarkastellaan kompleksista diversiteettimuunnosta tapauksessa, jossa lähetetään kahdella jaollinen määrä bittejä symbolijaksossa, siten että symboleissa s_1, s_2, s_3, s_4 on kussakin sama määrä bittejä. Jos lähetetään esimerkiksi neljä bittiä symbolijaksossa, otetaan s_1, s_2 ns. QPSK-aakkostossa, ne ovat siis joku luvuista $\{1+i, 1-i, -1+i, -1-i\}/\sqrt{2}$. Symbolisekvenssi s_3, s_4 muodostetaan kompleksisena diversiteettimuunnoksena toisesta symbolisekvenssistä \hat{s}_3, \hat{s}_4 , jotka otetaan samasta aakkostosta kuin s_1, s_2 , esimerkiksi tapauksessa: siis QPSK-aakkostosta. Kompleksinen diversiteettimuunnos toteutetaan edullisesti siten, että s_3, s_4 ovat unitaarinen (kompleksiarvoinen ortogonaalinen) lineaarikombinaatio QPSK-symboleista \hat{s}_3, \hat{s}_4 :

$$\begin{bmatrix} s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu & v \\ -v^* & \mu^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{s}_3 \\ \hat{s}_4 \end{bmatrix}$$

- Tässä kompleksilukujen μ, v itseisarvojen neliöiden summa on yksi: $|\mu|^2 + |v|^2 = 1$. Jotta yllä mainitut ilmaisun kannalta patologiset tapaukset vältettäisiin, diversiteettimuunnos on valittava siten, että diagonaalien ulkopuolinen elementti $v \neq 0$. Samoin on oltava $\mu \neq 0$. Tämä estää sekä virhetapaukset, joilla on sama itseisarvo, että virhetapaukset jotka ovat merkkiä vaille samat. Tällä valinnalla symbolisekvenssin s_3, s_4 elementit ovat lineaarisia yhdistelmiä kahdesta symbolista, ja lähetettävät kanavasymbolit ovat siis lineaarisia yhdistelmiä kolmesta symbolista; esimerkiksi ensimmäisen symbolijakson aikana
- 25 lähetetään ensimmäisestä antennista kanavasymboli

$$s_1 + s_3 = s_1 + \mu \hat{s}_3 + v \hat{s}_4$$

- Optimaalinen diversiteettimuunnos voidaan valita siten, että virheel-lisen vastaanoton todennäköisyys minimoituu. Optimaalisessa diversiteetti-muunnoksessa on ehtojen $v \neq 0$ ja $\mu \neq 0$ lisäksi μ ja/tai v valittu siten, että niillä on
- 35 nollasta poikkeava vaihe. Tämä vaikuttaa suoraan siihen, että etäisyys

patologisiin tapauksiin, joissa virheet ovat merkkiä vaille samat, minimoituu. Jos $s_1, s_2, \hat{s}_3, \hat{s}_4$ ovat QPSK-aakkostossa, eräs optimaalinen diversiteettimuunnos saadaan valitsemalla

$$\mu = e^{j\pi 29/80} \cos(9\pi/50) \approx 0.353 + 0.767j$$

$$v = e^{-j\pi 19/80} \sin(9\pi/50) \approx 0.393 - 0.364j$$

Implementaatiossa on usein otettava huomioon lähetysmenetelmästä seuraava vastaanottimen monimutkaisuus. ASIC-pohjaisissa ratkaisuisa on suotavaa, että vastaanotossa tapahtuu mahdollisimman vähän muilla kuin kakkosen potensseilla kertomista. Kun otetaan tämä huomioon, voidaan valita alioptimaalinen diversiteettimuunnos, joka on optimaalinen luokassa, jossa puolet diversiteettimuunnokseen liittyvistä kertolaskuista voidaan toteuttaa kakkosen potensseilla kertomisena. Esimerkki tällaisesta muunnoksesta on

$$\mu = \frac{\sqrt{3}}{2} e^{j\pi/4} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} (1 + j)$$

$$v = \frac{1}{2} e^{-j\pi/4} = \frac{1}{2\sqrt{2}} (1 - j)$$

Tämä muunnos voidaan tulkita siten, että yhtälössä $s_3 = \mu \hat{s}_3 + v \hat{s}_4$ symboleiden \hat{s}_3, \hat{s}_4 QPSK-aakkostot on kierretty 45 astetta 4-PSK aakkostoiksi. Otetaan siis symbolisekvenssi \tilde{s}_3, \tilde{s}_4 siten, että arvot tulevat joukosta $\{+1, -1, +j, -j\}$, (joka on siis 45 asteella kierretty QPSK pistejoukko $\{1+j, 1-j, -1+j, -1-j\}/\sqrt{2}$). Nyt muodostetaan koodimatriisin symbolit

$$s_3 = \frac{\sqrt{3}}{2} \tilde{s}_3 + \frac{1}{2} \tilde{s}_4$$

$$s_4 = \frac{\sqrt{3}}{2} \tilde{s}_4 - \frac{1}{2} \tilde{s}_3$$

ja lähetettävät kanavasymbolit ovat näin muodostettujen s_3, s_4 ja QPSK-symbolien s_1, s_2 erilaisia lineaarisia kombinaatioita. Yllä olevaa diversiteettimuunnosta käytettäessä vastaanotossa tarvitaan vain kaksi epätriviaalia lisäkertolaskua (symbolien \tilde{s}_3, \tilde{s}_4 kertominen $\sqrt{3}$:lla) neljää lähetettyä symbolia kohden.

Yllä on kuvattu optimaalinen ja implementaatio-optimaalinen diversiteettimuunnos, kun lähetetään neljä bittiä symboli-intervallissa. Jos lähetetään useampia bittejä, eli käytetään korkeampaa modulaatiota, optimaalinen diversiteettimuunnos on hieman erilainen. Oleelliset piirteet, eli epädiagonaalisuus ja epätriviaalit vaiheet ovat modulaatiosta riippumattomat. Implementaatio-optimaalinen diversiteettimuunnos on sama kuin yllä mainittu,

jos käytetään kvadratuuri-amplitudi-modulaatioita kuten 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM.

Tarkastellaan seuraavaksi yleisesti vastaanottimessa suoritettavaa sovitettua suodatusta keksinnön edullisissa toteutusmuodoissa, kun käytetään mielivaltaista määrää lähetys- ja vastaanottoantenneja/antennikuvioita. Käsitellään reaaliarvoista sovitettua suodatusta. Yleisesti ottaen signaalin koodauksen lähettimessä määrittää jokin koodimatriisi C , joka koodaa lineaarisesti vektorin \vec{b} , joka koostuu $2K$ reaalisesta symbolista (käsittäen K :n kompleksisen symbolin reaali- ja imaginaariosat). Koodimatriisi C on $T \times N$ -matriisi, jossa T on koodimatriisin kattamien symbolijaksojen lukumäärä (tai taajuuskaistojen tai hajotuskoodien tai ortogonaalisten OFDM-yläsävelten lukumäärä), ja N on lähetysantennikuvioiden lukumäärä. Kanavaa kuvaava kanavamatriisi α on $N \times M$ matriisi, ja vastaanotettua signaalia R kuvataan $T \times M$ -matriisina, missä M on vastaanottoantennikuvioiden lukumäärä:

$$R = C\alpha + \text{kohina.}$$

Koska C on lineaarinen reaalisilla symboleilla b , vastaanotettua signaalia voidaan käsitellä $(TM) \times 1$ -vektorina \vec{R} , joka voidaan ilmaista muodossa:

$$\vec{R} = H\vec{b} + \text{kohina,}$$

jossa ekvivalenttinen kanavamatriisi H on $TM \times 2K$ matriisi, joka riippuu koodin rakenteesta ja kanavasta.

Sovitettu suodatus voidaan nyt suorittaa estimoidun kanavamatriisin H kompleksikonjugaatin transpoosilla H^H :

$$\vec{y} = H^H \vec{R} \equiv M^{MF} \vec{b} + \text{kohina,}$$

missä $2K \times 2K$ - matriisi M^{MF} on sovitetun suodattimen jälkeinen korrelaatiomatriisi.

Erilaisia dekodausmenetelmiä on kehitetty korrelaatiomatriisin kääntämiseksi. Näitä menetelmiä ovat esimerkiksi dekorrelointi ja LMMSE (Linear minimum mean square error) ilmaisu, sekä iteratiivinen (itseis)interferenssin kumoaminen.

Suorituskyvyn määrittämiseksi tarkastellaan matriisin ominaisuuksia. Voidaan osoittaa, että yhteydelle, jossa on N lähetys ja M vastaanottoantennia, ja jossa koodaus ulottuu T :n symboliperiodin ylitse, kapasiteetti saadaan yleisesti kaavasta

$$\kappa = \frac{1}{2T} E \left\langle \log \det \left(I_{2K} + \frac{P}{N\sigma^2} H^* H \right) \right\rangle$$

$$= \frac{1}{2T} E \left\langle \log \det \left(I_{2K} + \frac{P}{N\sigma^2} M^{MF} \right) \right\rangle$$

Nyt, tutkittaessa aiemmin esitettyä determinanttikaavaa (5), voidaan todeta, että kahden lähetys- ja vastaanottoantennin tapauksessa kapasiteetti
 5 maksimoituu, kun symbolisekvenssien välinen interferenssi minimoituu, siis jos otetaan $\omega = \omega_{OPT} = \pi$. Tällöin kapasiteetti on täsmälleen sama, kuin jos lähetettäisiin riippumattomia symboleita kustakin antennista kunakin ajanhetkellä, kuten viitteessä [J: Foschini, yllä] on tehty. Keksinnöllisellä lähetysmenetelmällä siis saavutetaan sama kapasiteetti (ja siten sama
 10 siirtonopeus) kuin riippumattomalla lähetyksellä, mutta lähetykseen lisätyn lähetyksdiversiteetin ansiosta ilmaisussa tapahtuvien virheiden määrä on pienempi. Yllä olevien yhtälöiden valossa samankaltaisten lähetysmenetelmien suunnitteleminen useammalle kuin kahdelle lähetys ja/tai vastaanottoantennille on suoraviivaista.

15 Tarkastellaan keksinnön erään edullisen toteutusmuodon mukaista lähetintä 300 ja lähettimen lähettämän signaalin vastaanottoon soveltuvaa vastaanotinta 310. Lähetin käsittää useita antennia 302, joita keksinnön edullisissa toteutusmuodoissa on kaksi tai enemmän kuin kaksi. Antennit voidaan toteuttaa yksittäisinä antennina tai antennielementtiryhmillä tai
 20 antenniryhmillä, kuten alan ammattimiehelle on selvää. Antenneilla aikaansaadaan useita erillisiä lähetyskuvioita 320. Lähettimeen tulee sisäänmenona kompleksisia modulaatiosymboleita 318. Modulaatiosymbolit viedään ensin muunnosvälineille 304, joissa symboleille suoritetaan kompleksinen diversiteettimuunnos, jossa symbolijonot korvataan
 25 kompleksista diversiteettimuunnosta käyttäen supersymbolijonoilla, jotka kestävät häipymistä ja häiriöitä siirtotiellä, ja jotka vähentävät symbolijonojen keskinäisen interferenssin vaikutusta näiden symbolisekvenssien ilmaisuun.

Tämän jälkeen symbolit viedään tila-aikalohko-kooderille 306, jossa suoritetaan tila-aikalohkokoodaus. Näin aikaansaadaan lähetysdiversiteettiä.
 30 Näin saadut kanavasymbolit viedään tunnetun tekniikan mukaisille radiotaajuusosille 308, joissa ne siirretään radiotaajuudelle ja lähetetään antennien 302 kautta siten että saadaan aikaan useita lähetysantennikuvioita. Koodauslohkot 304, 306 voidaan toteuttaa edullisesti yhdellä tai useammalla prosessorilla ja sopivalla ohjelmistolla, tai erillisillä komponenteilla tai ASIC-
 35 piireillä.

Lähetin on sovitettu lähettämään symbolit käyttäen ortogonaalisesti jaettuja kanavaresursseja. Tämä voi käsittää esimerkiksi lähetyksen käyttäen useampaa symbolijaksoa, taajuuskaistaa, hajotuskoodia tai taajuuskaistan fourier-moodia (esim ortogonaalisen taajuus-jako multipleksauksen (OFDM) yläsäveliä).

Vastaanotin 310 käsittää useita antennoja 312, joita keksinnön edullisissa toteutusmuodoissa on kaksi tai enemmän kuin kaksi. Kuten lähettimenkin tapauksessa antennit voidaan toteuttaa yksittäisinä antennina tai antennielementtiryhmillä tai antenniryhmillä, kuten alan ammattimiehelle on selvää. Antenneilla 312 vastaanotettu signaali viedään tunnetun tekniikan mukaisille radiotaajuusosille 314, jossa se muutetaan väli- tai kantataajuudelle. Radiotaajuusosilta signaali viedään dekodauslohkoon 316, joka edullisesti voidaan toteuttaa esimerkiksi sovitetun suodattimen tai muun vastaavan dekodausalgoritmin toteuttavana dekooderina. Dekooderi 316 voidaan toteuttaa edullisesti yhdellä tai useammalla prosessorilla ja sopivalla ohjelmistolla, tai erillisillä komponenteilla tai ASIC-piireillä.

Vaikka keksintöä on edellä selostettu viitaten oheisten piirustusten mukaiseen esimerkkiin, on selvää, ettei keksintö ole rajoittunut siihen, vaan sitä voidaan muunnella monin tavoin oheisten patenttivaatimusten esittämän keksinnöllisen ajatuksen puitteissa.

Patenttivaatimukset

1. Lähetyksen menetelmä, jossa
lähetetään kompleksisista modulaatiosymboleista koostuvia
kanavasymboleja kahden lähetyssantennikuvion (320) kautta käyttämällä orto-
5 gonaalisesti jaettuja kanavaresursseja, t u n n e t t u siitä, että
vähintään yhden kanavaresurssiyksikön aikana vähintään yhdellä
antennikuviolla (320) lähetettävä kanavasymboli on lineaarinen kombinaatio
vähintään kolmesta modulaatiosymbolista
ja että yli T kompleksista modulaatiosymbolia lähetetään $T:n$
10 symboliperiodin aikana, jossa T on ainakin 2.
2. Lähetyksen menetelmä, jossa
lähetetään kompleksisista modulaatiosymboleista koostuvia
kanavasymboleja ainakin kolmen lähetyssantennikuvion (320) kautta
käyttämällä ortogonaalisesti jaettuja kanavaresursseja, t u n n e t t u siitä, että
15 vähintään yhden kanavaresurssiyksikön aikana vähintään yhdellä
antennikuviolla (320) lähetettävä symboli on lineaarinen kombinaatio
useammasta kuin T :stä modulaatiosymbolista, jossa T on ainakin 2, ja että
ainakin $2T$ kompleksista modulaatiosymbolia lähetetään $T:n$
kanavaresurssiyksikön aikana useamman kuin kahden lähetyssantennikuvion
20 (320) kautta.
3. Patenttivaatimuksen 1 tai 2 mukainen menetelmä, t u n n e t t u
siitä, että kompleksiset modulaatiosymbolit koodataan tila-aika-lohkokoodauk-
sella.
4. Patenttivaatimuksen 1 tai 2 mukainen menetelmä, t u n n e t t u
25 siitä, että ortogonaalisesti jaetut kanavaresurssit ovat symboliperiodeja.
5. Patenttivaatimuksen 1 tai 2 mukainen menetelmä, t u n n e t t u
siitä, että ortogonaalisesti jaetut kanavaresurssit ovat taajuuskaistoja.
6. Patenttivaatimuksen 1 tai 2 mukainen menetelmä, t u n n e t t u
siitä, että ortogonaalisesti jaetut kanavaresurssit ovat hajotuskoodeja.
- 30 7. Patenttivaatimuksen 1 tai 2 mukainen menetelmä, t u n n e t t u
siitä, että ortogonaalisesti jaetut kanavaresurssit ovat taajuuskaistan eri
Fourier-moodeja.
8. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, t u n n e t t u siitä,
että enemmän kuin kaksi kompleksista modulaatiosymbolia lähetetään kahden
35 kanavaresurssiyksikön aikana ja että kukin lähetettävä kanavasymboli on
lineaarinen kombinaatio neljästä modulaatiosymbolista.

9. Patenttivaatimuksen 1 tai 2 mukainen menetelmä, tunnettu siitä, että vähintään kaksi kanavasymbolia koodataan ortogonaalisesti.

10. Patenttivaatimuksen 9 mukainen menetelmä, tunnettu siitä, että kanavasymbolit muodostetaan laskemalla yhteen osittaisella vaihe-
5 erolla vähintään kaksi ortogonaalisesti koodattua modulaatiosymbolisekvenssiä.

11. Patenttivaatimuksen 10 mukainen menetelmä, tunnettu siitä, että vaihe-ero on 180° .

12. Patenttivaatimuksen 10 mukainen menetelmä, tunnettu
10 siitä, että käytetään vaihe-eroa puolessa koodin kattamista kanavaresurssiyksiköistä.

13. Patenttivaatimuksen 4 mukainen menetelmä, tunnettu siitä, että estimoidaan tiedonsiirrossa käytettävälle siirtokanavalle korrelaatioaika, ja valitaan kahden symboliperiodin välinen aika siten, että se
15 on pienempi kuin siirtokanavalle estimoitu korrelaatioaika.

14. Lähetin, joka käsittää
antennivälineet (302) kahden lähetysantennikuvion
aikaansaamiseksi (320) signaalin lähetystä varten,
välineet (304) vastaanottaa sisääntuloonsa kompleksisia
20 kanavasymboleita,

tunnettu siitä, että lähetin edelleen käsittää
välineet (304, 306) koodata kompleksiset kanavasymbolit
käyttämällä ortogonaalisesti jaettuja kanavaresursseja kanavasymboleiksi
siten, että vähintään yhden kanavaresurssiyksikön aikana vähintään yhdellä
25 antennikuviolla (320) lähetettävä kanavasymboli on lineaarinen kombinaatio
vähintään kolmesta modulaatiosymbolista, ja

välineet (306, 308) lähettää yli T kompleksista modulaatiosymbolia
T:n kanavaresurssiyksikön aikana, jossa T on ainakin 2.

15. Lähetin, joka käsittää
30 antennivälineet (302) ainakin kolmen lähetysantennikuvion (320)
aikaansaamiseksi signaalin lähetystä varten,
välineet (304) vastaanottaa sisääntuloonsa kompleksisia
kanavasymboleita,

tunnettu siitä, että lähetin edelleen käsittää
35 välineet (304, 306) koodata kompleksiset kanavasymbolit
käyttämällä ortogonaalisesti jaettuja kanavaresursseja kanavasymboleiksi

siten, että vähintään yhden kanavaresurssiyksikön aikana vähintään yhdellä antennikuviolla (320) lähetettävä symboli on lineaarinen kombinaatio useammasta kuin T:stä modulaatiosymbolista, jossa T on ainakin 2, ja

välineet (306, 308) lähettää ainakin $2T$ kompleksista modulaatiosymbolia T:n kanavaresurssiyksikön aikana useamman kuin kahden lähetysantennikuvion kautta.

16. Patenttivaatimuksen 14 tai 15 mukainen lähetin, tunnettu siitä, että lähetin käsittää välineet (304) suorittaa lähetettäville symboleille tila-aikalohkokoodaus.

10 17. Patenttivaatimuksen 14 mukainen lähetin, tunnettu siitä, että lähetin käsittää välineet (304, 306) koodata kompleksiset kanavasymbolit symboliperiodeittain kanavasymboleiksi siten, että kukin lähetettävä kanavasymboli on lineaarinen kombinaatio neljästä modulaatiosymbolista ja välineet (306, 308) lähettää yli kaksi kompleksista modulaatiosymbolia kahden
15 kanavaresurssiyksikön aikana.

18. Patenttivaatimuksen 14 tai 15 mukainen lähetin, tunnettu siitä, että lähetin käsittää välineet (304, 306) koodata kompleksiset kanavasymbolit käyttämällä eri taajuuskaistoja

19. Patenttivaatimuksen 14 tai 15 mukainen lähetin, tunnettu
20 siitä, että lähetin käsittää välineet (304, 306) koodata kompleksiset kanavasymbolit käyttämällä symboliperiodeja.

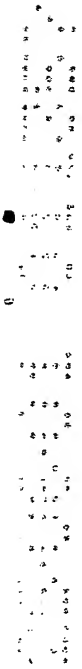
20. Patenttivaatimuksen 14 tai 15 mukainen lähetin, tunnettu siitä, että lähetin käsittää välineet (304, 306) koodata kompleksiset kanavasymbolit käyttämällä eri hajotuskoodeja

25 21. Patenttivaatimuksen 14 tai 15 mukainen lähetin, tunnettu siitä, että lähetin käsittää välineet (304, 306) koodata kompleksiset kanavasymbolit käyttämällä taajuuskaistan eri Fourier-moodeja.

(57) Tiivistelmä

Keksinnön kohteena on lähetyksen menetelmä ja lähetin, joka käsittää yhden tai useamman antennin (302) usean lähetyksiantennikuvion (320) aikaansaamiseksi signaalin lähetystä varten, välineet (304) vastaanottaa sisääntuloonsa kompleksisia kanavasymboleita. Hyvän siirtonopeuden ja häiriökestävyyden saavuttamiseksi lähetin on sovitettu koodaamaan kompleksiset kanavasymbolit käyttämällä ortogonaalisesti jaettuja kanavaresursseja kanavasymboleiksi siten, että vähintään yhden kanavaresurssiyksikön aikana vähintään yhdellä antennikuvion (320) lähetettävä kanavasymboli on lineaarinen kombinaatio vähintään kolmesta modulaatiosymbolista, ja lähetinyksiköt (306, 308), joilla lähetetään yli T kompleksista modulaatiosymbolia T:n kanavaresurssiyksikön aikana, jossa T on ainakin 2.

(Kuvio 3)



25

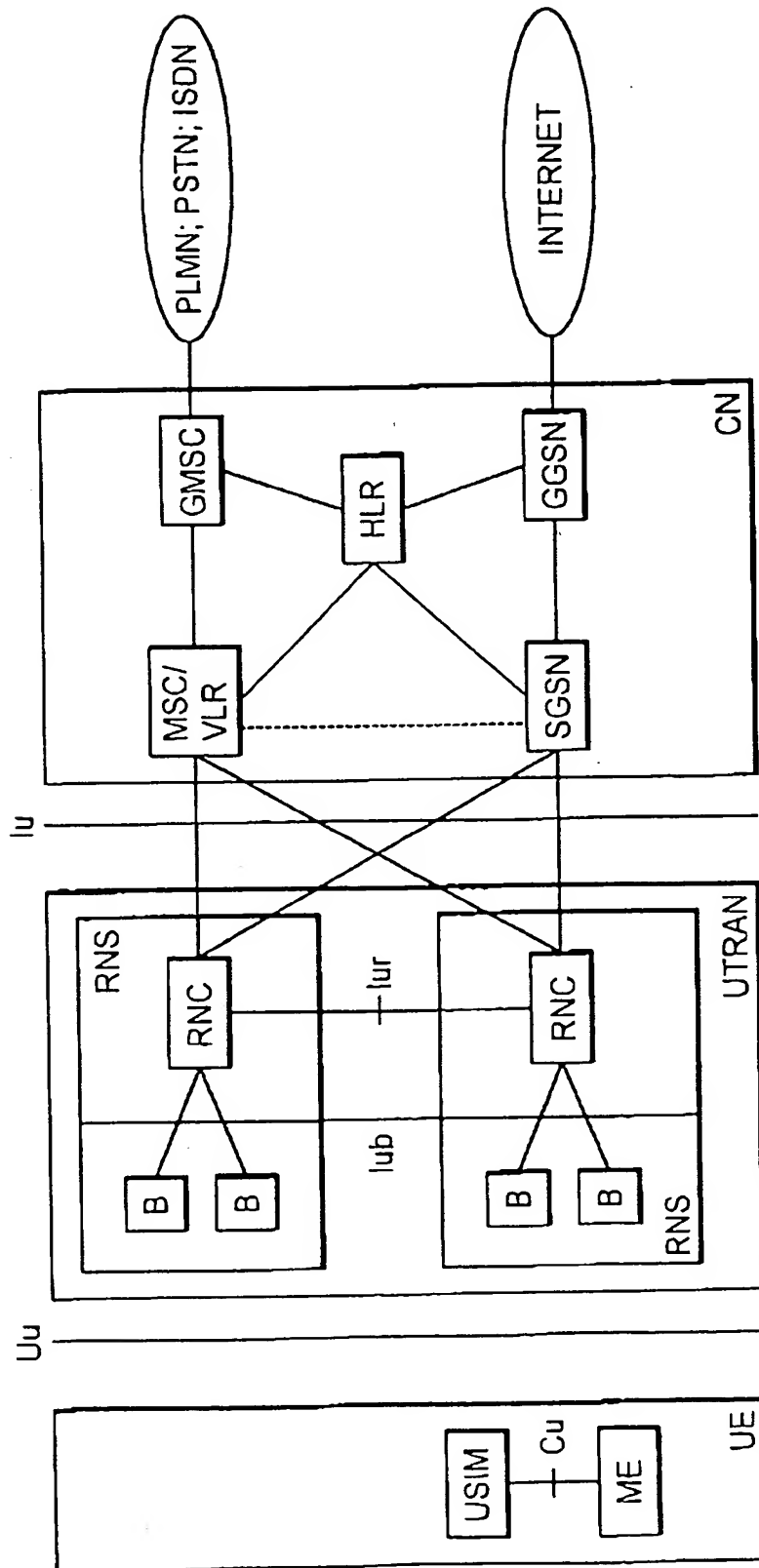


Fig. 1

25

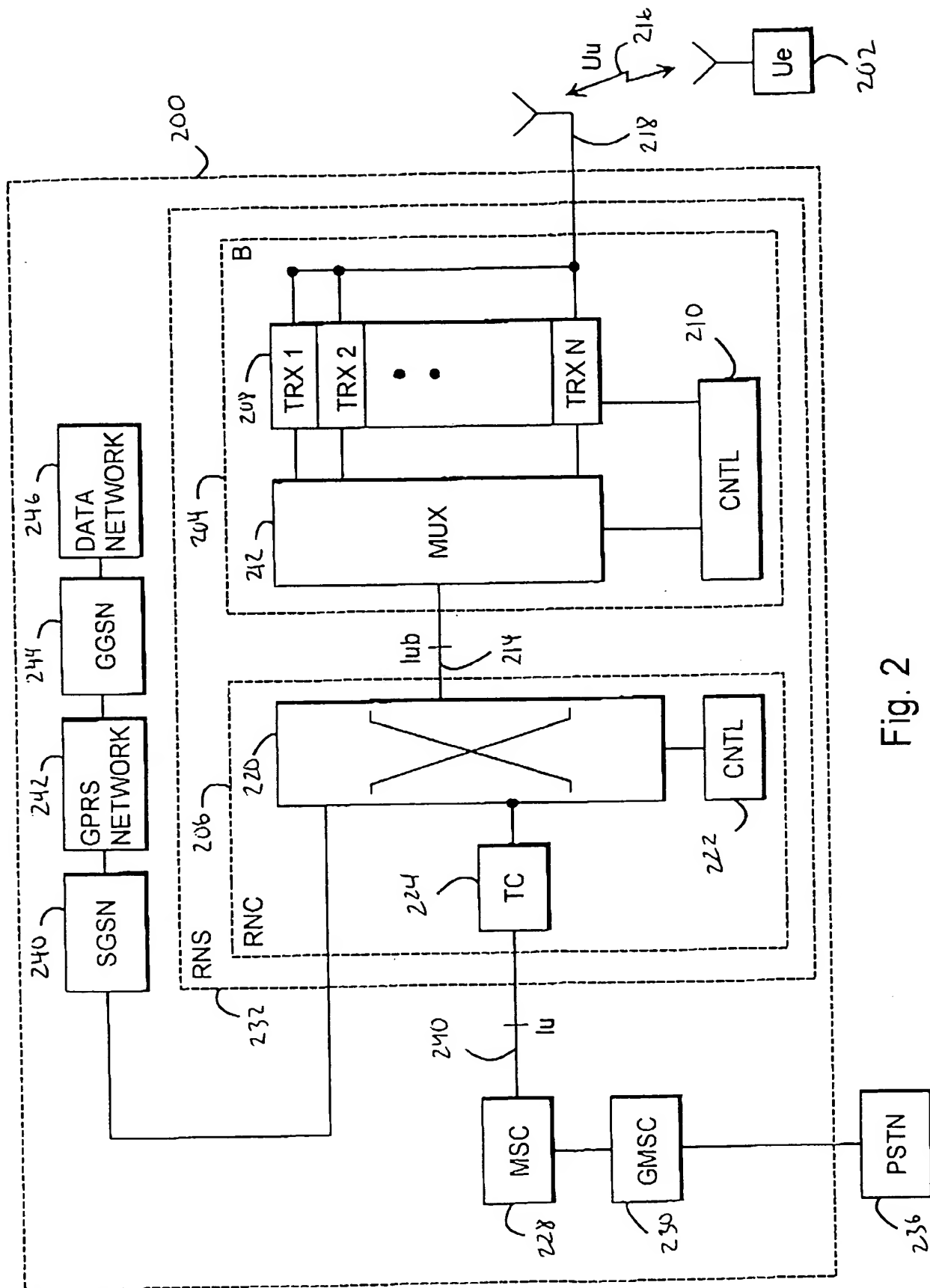


Fig. 2

25

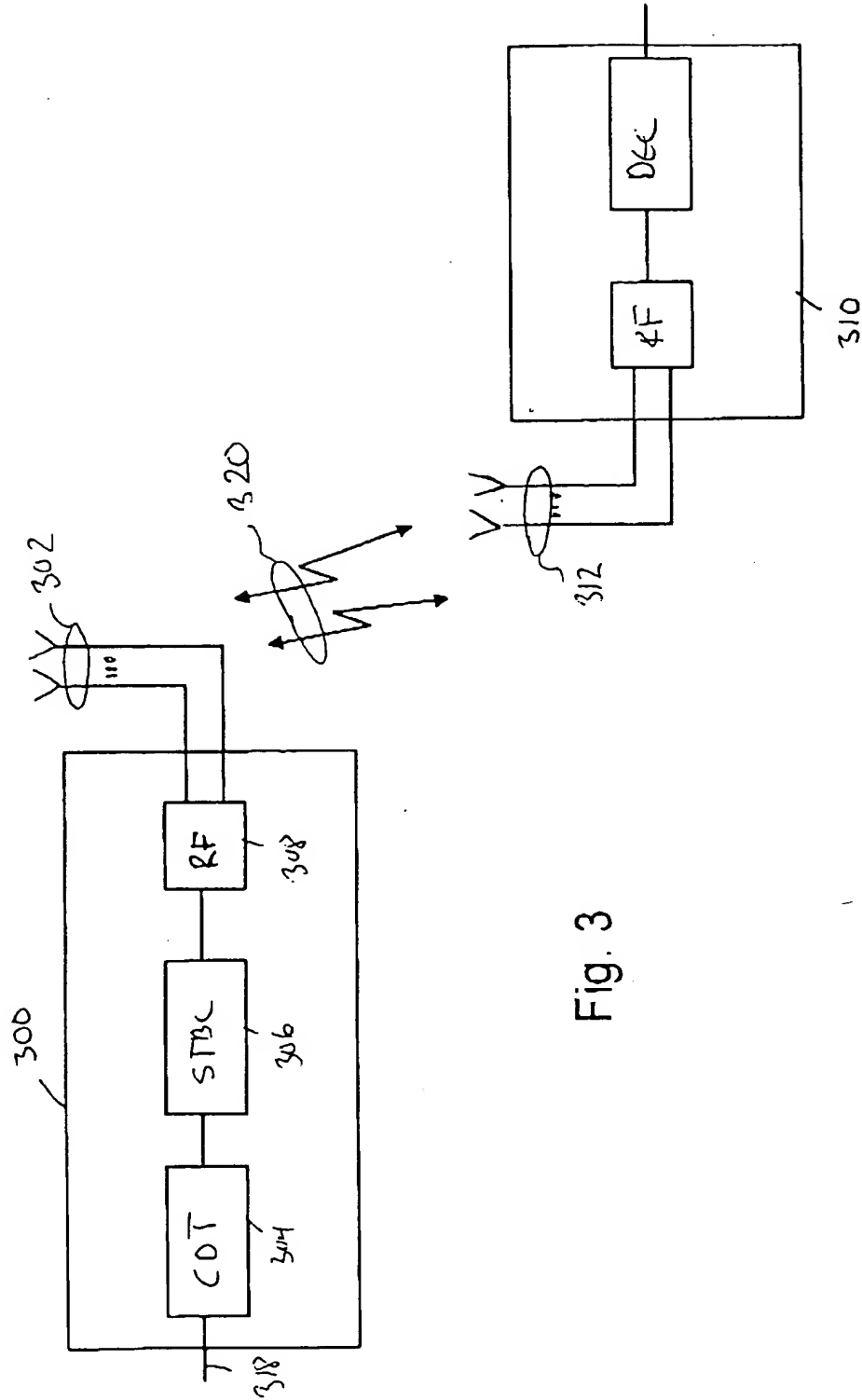


Fig. 3